

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-316285

(P2000-316285A)

(43) 公開日 平成12年11月14日 (2000. 11. 14)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	ターミナル* (参考)
H 0 2 M	7/797	H 0 2 M	5 H 0 0 7
	5/458		5 H 7 5 0
	7/48		D
	7/5387		Z

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願平11-286290

(22) 出願日 平成11年10月7日 (1999. 10. 7)

(31) 優先権主張番号 特願平10-286123

(32) 優先日 平成10年10月8日 (1998. 10. 8)

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(31) 優先権主張番号 特願平11-52541

(32) 優先日 平成11年3月1日 (1999. 3. 1)

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72) 発明者 三野 和明

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

(74) 代理人 100091281

弁理士 森田 雄一

Fターム (参考) 5H007 AA08 CA01 CB05 CC04 CC05

CC23 EA03 FA20

5H750 AA03 BA01 BA08 BA09 BB16

BB30 CC06 DD02 DD14 DD18

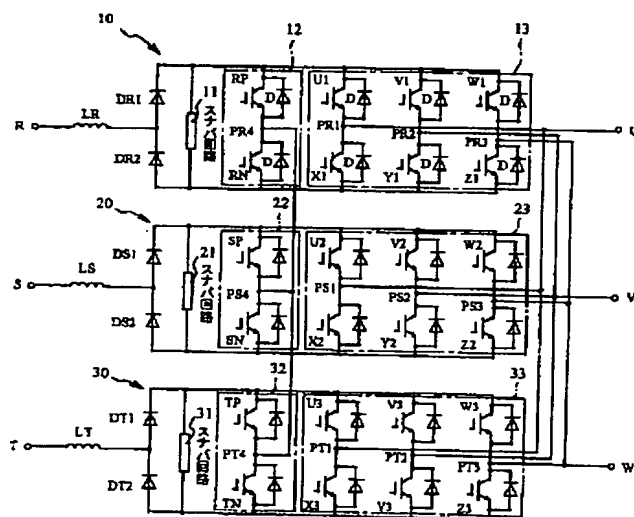
EE01

(54) 【発明の名称】 直接形周波数変換回路及びその制御方法

(57) 【要約】

【課題】 昇降圧可能な直接形周波数変換回路を提供する。

【解決手段】 ダイオードDR1、DR2の直列回路と3相ブリッジインバータ回路13と直列スイッチ部12とにより一相分の交流スイッチ部10を構成し、同様な構成で交流スイッチ部20、30を構成する。直列スイッチ部12、22、32の2個のスイッチング素子同士の接続点を一括して接続する。ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介して交流入力端子R、S、Tに接続し、インバータ回路13、23、33の同一相に属する出力端子を一括して交流出力端子U、V、Wに接続する。直列スイッチ部12、22、32のスイッチング動作によりリアクトルLR、LS、LTに蓄積されたエネルギーを、インバータ回路13、23、33のスイッチング動作により交流出力端子U、V、Wを介し負荷側に供給して昇圧動作させる。



10, 20, 30 : 交流スイッチ部  
12, 22, 32 : 直列スイッチ部  
13, 23, 33 : 3相ブリッジインバータ回路

BEST AVAILABLE COPY

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 N相の交流入力電圧を任意周波数のM相（N、Mは2以上の整数）の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を、そのカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、ダイオードを逆並列接続したスイッチング素子を2個直列に接続してなる直列スイッチ部を、ダイオードのカソード側が前記インバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設けるとともに、各交流スイッチ部の直列スイッチ部内の2個のスイッチング素子同士の接続点を一括して接続し、

前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、

前記直列スイッチ部のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項2】 請求項1記載の直接形周波数変換回路において、

前記ダイオード直列回路を構成する各ダイオードにスイッチング素子をそれぞれ逆並列接続し、これらのスイッチング素子の動作により、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項3】 N相の交流入力電圧を任意周波数のM相（N、Mは2以上の整数）の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を2個並列に接続し、これらのダイオード直列回路のカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、前記ダイオード直列回路の正極側または負極側のすべてのダイオードにスイッチング素子を逆並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、

各交流スイッチ部の2個のダイオード直列回路のうちの一方のダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各ダイオード直列回路のダイオード同士の接続点を異なる相のダイオード直列回路のダイオード同士の接続点にそれぞれ接続し、

各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に

属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、

前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続されたスイッチング素子の動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項4】 請求項3記載の直接形周波数変換回路において、

各相のダイオード直列回路を構成するダイオードのうち当該相のリアクトルにアノードが接続されているダイオードに、スイッチング素子を逆並列接続し、

前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続されたスイッチング素子の動作により、低力率負荷の接続時に負過電流の連続性を維持するとともに、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項5】 N相の交流入力電圧を任意周波数のM相（N、Mは2以上の整数）の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を2個並列に接続し、これらのダイオード直列回路のカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、2個のダイオード直列回路のうちの一方のダイオード直列回路内の1個のダイオードにスイッチング素子を逆並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、各交流スイッチ部の2個のダイオード直列回路のうちの一方のダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点を当該相の交流入力端子にそれぞれ接続し、他方のダイオード直列回路のダイオード同士の接続点をリアクトルを介して当該相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、

前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続されたスイッチング素子の動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項6】 請求項5記載の直接形周波数変換回路において、

各相のダイオード直列回路を構成するダイオードのうち、直列接続された2個のダイオード同士の接続点が当該相の交流入力端子に直接接続されているダイオードに、スイッチング素子を逆並列接続し、

前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続され

た各スイッチング素子の動作により、低力率負荷の接続時に負過電流の連続性を維持するとともに、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 7】 N 相の交流入力電圧を任意周波数の M 相 (N, M は 2 以上の整数) の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

同極性の 2 個のダイオードからなるダイオード直列回路を、そのカソード側が 2 M 個のスイッチング素子からなる M 相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部を N 個設け、前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介して N 相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のブリッジインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括して M 相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点を双方向スイッチを介して互いに接続し、

前記双方向スイッチのスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 8】 請求項 7 記載の直接形周波数変換回路において、

前記ダイオード直列回路のダイオードにスイッチング素子を逆並列接続し、これらのスイッチング素子の動作により、低力率負荷の接続時に負過電流の連続性を維持するとともに、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 9】 N 相の交流入力電圧を任意周波数の M 相 (N, M は 2 以上の整数) の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

M 個の双方向スイッチからなる交流スイッチ部を M 個設け、これらの交流スイッチ部の双方向スイッチの各一端をリアクトルを介して N 相の交流入力端子にそれぞれ接続し、かつ、各交流スイッチ部の双方向スイッチの各他端を一括接続して M 相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、前記リアクトルの交流スイッチ側の一端を別の双方向スイッチを介してそれぞれ接続し、前記リアクトル側の双方向スイッチのスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記交流出力端子側の双方向スイッチのスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 1 0】 請求項 7 記載の直接形周波数変換回路において、

前記双方向スイッチは、ダイオードが逆並列接続された

2 個のスイッチング素子の直列回路を 2 個並列に接続すると共にこの回路にスナバコンデンサを並列接続して構成され、2 個のスイッチング素子の直列回路内のスイッチング素子相互の接続点を各相のリアクトルの一端にそれぞれ接続したことを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 1 1】 請求項 8 記載の直接形周波数変換回路において、

前記双方向スイッチは、ダイオードが逆並列接続された 2 個のスイッチング素子の直列回路を 2 個並列に接続すると共にこの回路にスナバコンデンサを並列接続して構成され、2 個のスイッチング素子の直列回路内のスイッチング素子相互の接続点を各相のリアクトルの一端にそれぞれ接続したことを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 1 2】 請求項 9 記載の直接形周波数変換回路において、

各相のリアクトル側の双方向スイッチは、ダイオードが逆並列接続された 2 個のスイッチング素子の直列回路を 2 個並列に接続すると共にこの回路にスナバコンデンサを並列接続して構成され、2 個のスイッチング素子の直列回路内のスイッチング素子相互の接続点を各相のリアクトルの一端にそれぞれ接続したことを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 1 3】 3 相の交流入力電圧を任意周波数の M 相 (M は 2 以上の整数) の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

ダイオードが各々逆並列接続された 2 個のスイッチング素子の直列回路の両端を、それぞれリアクトルを介して 3 相の交流入力端子に接続し、前記直列回路の何れかの両端を単相出力端子とするとともに、

M 個の双方向スイッチからなる交流スイッチ部を 2 個設け、これらの交流スイッチ部の双方向スイッチの各一端を一括して前記単相出力端子にそれぞれ接続し、かつ、各交流スイッチ部の双方向スイッチの各他端を M 相の交流出力端子にそれぞれ接続し、

前記リアクトル側のスイッチング素子のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記双方向スイッチのスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項 1 4】 3 相の交流入力電圧を任意周波数の M 相 (M は 2 以上の整数) の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

ダイオードが各々逆並列接続された 2 個のスイッチング素子の直列回路の両端を、それぞれリアクトルを介して各相の交流入力端子に接続し、前記直列回路の何れかの両端を単相出力端子とするとともに、

同極性の 2 個のダイオードからなるダイオード直列回路を、そのカソード側が 2 M 個のスイッチング素子からな

るM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、前記ダイオード直列回路にスナバコンデンサを並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、

前記交流スイッチ部を2個設けて各交流スイッチ部の前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点を前記単相出力端子にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続し、

前記リアクトル側のスイッチング素子のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させ、かつ、前記スナバコンデンサに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給することを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項15】 請求項14記載の直接形周波数変換回路において、

前記ダイオード直列回路を構成する各ダイオードにスイッチング素子をそれぞれ逆並列接続し、これらのスイッチング素子のスイッチング動作により負荷の発生電力を交流入力端子側へ回生することを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項16】 N相の交流入力電圧を任意周波数のM相(N, Mは2以上の整数)の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、

ダイオードを逆並列接続したスイッチング素子を2個直列に接続してなる直列スイッチ部を、前記ダイオードのカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、前記直列スイッチ部にスナバコンデンサを並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、前記直列スイッチ部のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のブリッジインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続し、

前記直列スイッチ部のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させることを特徴とする直接形周波数変換回路。

【請求項17】 請求項16記載の直接形周波数変換回路において、

昇圧動作時の入力交流電流に含まれる高調波成分を、入力相電圧の正負に応じ出力電圧の昇圧指令値に加減算して入力電流補正制御波形を生成し、この入力電流補正制御波形をキャリア波形と比較して前記直列スイッチ部の

スイッチング素子に対するオン信号を得ることを特徴とする直接形周波数変換回路の制御方法。

【請求項18】 請求項16または17記載の直接形周波数変換回路において、

前記インバータ回路のスイッチング動作による降圧動作時の入力交流電流に含まれる高調波成分を、入力相電圧の正負に応じ所定の直流バイアス電圧に加減算して入力電流補正制御波形を生成し、この入力電流補正制御波形をキャリア波形と比較して前記直列スイッチ部のスイッチング素子に対するオン信号を得ることを特徴とする直接形周波数変換回路の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直流平滑回路が不要であり、入力交流電流を高効率で正弦波化することが可能であって、N相(例えば単相または三相)の交流入力から任意周波数のM相(例えば単相または三相)交流出力を得る電源装置、いわゆる直接リンク形AC/AC変換器の周波数変換回路とその制御方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】上述した高効率の直接形周波数変換回路としては、本出願人の先願になる特開平6-245533号公報に記載されたものがある。この出願では、N相の交流入力を任意の周波数のM相の交流出力に変換する周波数変換装置において、同極性の2つのダイオードの直列回路を2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の直流端子間に、前記ダイオード直列回路のカソードが前記M相ブリッジインバータ回路の正極端子側となるように並列接続して一つのACスイッチを構成している。そして、N個のACスイッチにおけるダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をそれぞれ前記N相交流入力の端子に接続し、前記N個のACスイッチにおける各M相ブリッジインバータ回路の交流出力端子のうち同一相に属するもの同士を一括接続したうえ、それぞれ前記M相の交流出力端子に接続するようにした周波数変換回路が開示されている。また、前記ACスイッチのダイオード直列回路の各ダイオードにそれぞれ逆並列にスイッチング素子を接続し、交流出力側から交流入力側への電力回生を可能とした周波数変換回路も開示されている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の直接形周波数変換回路は降圧形であり、入力電圧よりも低い電圧しか出力することができない。そこで本発明は、入力電圧よりも低い電圧だけではなく高い電圧も出力できる昇降圧形の直接形周波数変換回路を提供し、更に、入力交流電流の高調波低減を可能にした直接形周波数変換回路の制御方法を提供しようとするものである。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、請求項1記載の発明は、N相の交流入力電圧を任意周波数のM相（N、Mは2以上の整数）の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を、そのカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、ダイオードを逆並列接続したスイッチング素子を2個直列に接続してなる直列スイッチ部を、ダイオードのカソード側が前記インバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設けるとともに、各交流スイッチ部の直列スイッチ部内の2個のスイッチング素子同士の接続点を一括して接続し、前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、前記直列スイッチ部のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0005】請求項2記載の発明は、請求項1記載の直接形周波数変換回路において、前記ダイオード直列回路を構成する各ダイオードにスイッチング素子をそれぞれ逆並列接続し、これらのスイッチング素子の動作により、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させるものである。

【0006】請求項3記載の発明は、同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を2個並列に接続し、これらのダイオード直列回路のカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、前記ダイオード直列回路の正極側または負極側のすべてのダイオードにスイッチング素子を逆並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、各交流スイッチ部の2個のダイオード直列回路のうち一方のダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各ダイオード直列回路のダイオード同士の接続点を異なる相のダイオード直列回路のダイオード同士の接続点にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続されたスイッチング素子の動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0007】請求項4記載の発明は、請求項3記載の直接形周波数変換回路において、各相のダイオード直列回路を構成するダイオードのうち当該相のリアクトルにアノードが接続されているダイオードに、スイッチング素子を逆並列接続し、前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続されたスイッチング素子の動作により、低力率負荷の接続時に負過電流の連続性を維持するとともに、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させるものである。

10 【0008】請求項5記載の発明は、同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を2個並列に接続し、これらのダイオード直列回路のカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、2個のダイオード直列回路のうち一方のダイオード直列回路内の1個のダイオードにスイッチング素子を逆並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、各交流スイッチ部の2個のダイオード直列回路のうち一方のダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点を当該相の交流入力端子にそれぞれ接続し、他方のダイオード直列回路のダイオード同士の接続点をリアクトルを介して当該相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続されたスイッチング素子の動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0009】請求項6記載の発明は、請求項5記載の直接形周波数変換回路において、各相のダイオード直列回路を構成するダイオードのうち、直列接続された2個のダイオード同士の接続点が当該相の交流入力端子に直接接続されているダイオードに、スイッチング素子を逆並列接続し、前記ダイオード直列回路のダイオードに逆並列接続された各スイッチング素子の動作により、低力率負荷の接続時に負過電流の連続性を維持するとともに、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させるものである。

40 【0010】請求項7記載の発明は、同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を、そのカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のブリッジインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続す

るとともに、前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点を双方向スイッチを介して互いに接続し、前記双方向スイッチのスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0011】請求項8記載の発明は、請求項7記載の直接形周波数変換回路において、前記ダイオード直列回路のダイオードにスイッチング素子を逆並列接続し、これらのスイッチング素子の動作により、低力率負荷の接続時に負過電流の連続性を維持するとともに、交流出力端子側からのエネルギーを交流入力端子側へ回生させるものである。

【0012】請求項9記載の発明は、M個の双方向スイッチからなる交流スイッチ部をM個設け、これらの交流スイッチ部の双方向スイッチの各一端をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、かつ、各交流スイッチ部の双方向スイッチの各他端を一括接続してM相の交流出力端子にそれぞれ接続するとともに、前記リアクトルの交流スイッチ側の一端を別の双方向スイッチを介してそれぞれ接続し、前記リアクトル側の双方向スイッチのスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記交流出力端子側の双方向スイッチのスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0013】請求項10記載の発明は、請求項7記載の直接形周波数変換回路において、前記双方向スイッチは、ダイオードが逆並列接続された2個のスイッチング素子の直列回路を2個並列に接続すると共にこの回路にスナバコンデンサを並列接続して構成され、2個のスイッチング素子の直列回路内のスイッチング素子相互の接続点を各相のリアクトルの一端にそれぞれ接続したものである。

【0014】請求項11記載の発明は、請求項8記載の直接形周波数変換回路において、前記双方向スイッチは、ダイオードが逆並列接続された2個のスイッチング素子の直列回路を2個並列に接続すると共にこの回路にスナバコンデンサを並列接続して構成され、2個のスイッチング素子の直列回路内のスイッチング素子相互の接続点を各相のリアクトルの一端にそれぞれ接続したものである。

【0015】請求項12記載の発明は、請求項9記載の直接形周波数変換回路において、各相のリアクトル側の双方向スイッチは、ダイオードが逆並列接続された2個のスイッチング素子の直列回路を2個並列に接続すると共にこの回路にスナバコンデンサを並列接続して構成され、2個のスイッチング素子の直列回路内のスイッチング素子相互の接続点を各相のリアクトルの一端にそれぞれ接続したものである。

【0016】請求項13記載の発明は、3相の交流入力

電圧を任意周波数のM相(Mは2以上の整数)の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、ダイオードが各々逆並列接続された2個のスイッチング素子の直列回路の両端を、それぞれリアクトルを介して3相の交流入力端子に接続し、前記直列回路の何れかの両端を単相出力端子とするとともに、M個の双方向スイッチからなる交流スイッチ部を2個設け、これらの交流スイッチ部の双方向スイッチの各一端を一括して前記単相出力端子にそれぞれ接続し、かつ、各交流スイッチ部の双方向スイッチの各他端をM相の交流出力端子にそれぞれ接続し、前記リアクトル側のスイッチング素子のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記双方向スイッチのスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0017】請求項14記載の発明は、3相の交流入力電圧を任意周波数のM相(Mは2以上の整数)の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、ダイオードが各々逆並列接続された2個のスイッチング素子の直列回路の両端を、それぞれリアクトルを介して各相の交流入力端子に接続し、前記直列回路の何れかの両端を単相出力端子とするとともに、同極性の2個のダイオードからなるダイオード直列回路を、そのカソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、前記ダイオード直列回路にスナバコンデンサを並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、前記交流スイッチ部を2個設けて各交流スイッチ部の前記ダイオード直列回路のダイオード同士の各接続点を前記単相出力端子にそれぞれ接続し、各相のインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続し、前記リアクトル側のスイッチング素子のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させ、かつ、前記スナバコンデンサに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給するものである。

【0018】請求項15記載の発明は、請求項14記載の直接形周波数変換回路において、前記ダイオード直列回路を構成する各ダイオードにスイッチング素子をそれぞれ逆並列接続し、これらのスイッチング素子のスイッチング動作により負荷の発生電力を交流入力端子側へ回生するものである。

【0019】請求項16記載の発明は、N相の交流入力電圧を任意周波数のM相(N, Mは2以上の整数)の交流出力電圧に変換する直接形周波数変換回路において、ダイオードを逆並列接続したスイッチング素子を2個直列に接続してなる直列スイッチ部を、前記ダイオードの

カソード側が2M個のスイッチング素子からなるM相ブリッジインバータ回路の正極端子側になるように前記インバータ回路に並列接続し、かつ、前記直列スイッチ部10にスナバコンデンサを並列接続して一相分の交流スイッチ部を構成し、この交流スイッチ部をN個設け、前記直列スイッチ部のダイオード同士の各接続点をリアクトルを介してN相の交流入力端子にそれぞれ接続し、各相のブリッジインバータ回路の交流出力端子のうち、同一相に属するもの同士を一括してM相の交流出力端子にそれぞれ接続し、前記直列スイッチ部のスイッチング動作により前記リアクトルに蓄積されたエネルギーを、前記インバータ回路のスイッチング動作により前記交流出力端子を介し負荷側に供給して昇圧動作させるものである。

【0020】請求項17記載の発明は、請求項16に記載した直接形周波数変換回路の制御方法に関するものであり、昇圧動作時の入力交流電流に含まれる高調波成分を、入力相電圧の正負に応じ出力電圧の昇圧指令値に加減算して入力電流補正制御波形を生成し、この入力電流補正制御波形をキャリア波形と比較して前記直列スイッチ部のスイッチング素子に対するオン信号を得るものである。

【0021】請求項18記載の発明は、請求項16または17記載の直接形周波数変換回路において、前記インバータ回路のスイッチング動作による降圧動作時の入力交流電流に含まれる高調波成分を、入力相電圧の正負に応じ所定の直流バイアス電圧に加減算して入力電流補正制御波形を生成し、この入力電流補正制御波形をキャリア波形と比較して前記直列スイッチ部のスイッチング素子に対するオン信号を得るものである。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図に沿って説明する。図1は請求項1の発明の実施形態である。この実施形態は3相(R, S, T相)－3相(U, V, W相)変換回路であるが、本発明は一般にN相－M相(N, Mはいずれも2以上の整数であり、NまたはM=2の場合を単相とする)変換回路に適用可能である。図1において、10, 20, 30はそれぞれ交流スイッチ部であり、これらは何れも同一の構成であるため、ここでは、まず一相分の交流スイッチ部10を例にとってその構成を説明する。

【0023】交流スイッチ部10において、DR1, DR2は直列に接続されたダイオードであり、これらの相互の接続点はリアクトルLRを介して交流入力端子Rに接続されている。ダイオードDR1, DR2の直列回路にはスナバ回路11が並列に接続され、また、スイッチング素子RP, RNの直列回路からなる直列スイッチ部12が並列に接続されている。ここで、スイッチング素子RP, RNにはダイオードDがそれぞれ逆並列に接続されている。なお、ダイオードDR1, DR2の直列回路と直列スイッチ部12とは、ダイオードDR1のカソ

ードがスイッチング素子RPのコレクタに接続される構成となっている。

【0024】ダイオードDR1, DR2の直列回路、スナバ回路11、直列スイッチ部12に対して並列に、それぞれ逆並列ダイオードDを有するスイッチング素子U1, V1, W1, X1, Y1, Z1からなる3相ブリッジインバータ回路13が接続されている。なお、スイッチング素子U1, V1, W1のコレクタが前記ダイオードDR1のカソードに接続される構成となっている。ここで、上記3相ブリッジインバータ回路は、一般に交流出力の相数がM(この例ではM=3)である場合、各2個のスイッチング素子からなる直列回路をM個並列に接続して構成されるものである。

【0025】前述のように、他相の交流スイッチ部20, 30も上記交流スイッチ部10と同様の構成であり、図中、S, Tは交流入力端子、LS, LTはリアクトル、21, 31はスナバ回路、22, 32は直列スイッチ部、23, 33は3相ブリッジインバータ回路である。そして、直列スイッチ部12, 22, 32の内部接続点PR4, PS4, PT4同士が接続され、3相ブリッジインバータ回路13, 23, 33の内部接続点PR1, PS1, PT1同士が接続されて交流出力端子Uに接続され、内部接続点PR2, PS2, PT2同士が接続されて交流出力端子Vに接続され、更に、内部接続点PR3, PS3, PT3同士が接続されて交流出力端子Wに接続されている。また、図示しないが、交流入力端子R, S, T間にはそれぞれ単相交流電源が接続され、交流出力端子U, V, W間には抵抗のように力率が1の負荷がそれぞれ接続されている。

【0026】この実施形態における降圧時の制御方法は、例えば前記特開平6-245533号公報や特開平10-80147号公報、特願平9-126536号等に記載された3相ブリッジインバータ回路13, 23, 33の制御方法と基本的に同様である。

【0027】例えば、R相入力電圧が正の期間では、スイッチング素子U1, V1, W1, X2, Y2, Z2を選択的にオンさせる。すなわち、U1, Y2がオンの時には出力端子U, V間に正の電圧を、U1, Z2がオンの時には出力端子U, W間に正の電圧を、V1, X2がオンの時には出力端子U, V間に正の電圧を、V1, Z2がオンの時には出力端子V, W間に正の電圧を、W1, Y2がオンの時には出力端子V, W間に正の電圧を発生させる。このとき、出力の周波数に合わせて各出力端子に正負の電圧を振り分けることで、各出力端子U, V, W間に任意周波数の3相交流電圧を発生することができる。

【0028】R相入力電圧が負の期間では、スイッチング素子U2, V2, W2, X1, Y1, Z1を同様に選択的にオンさせれば、各出力端子U, V, W間に任意周

波数の3相交流電圧を発生することができる。

【0029】一方、降圧時の制御の変調率が最大になると、直列スイッチ部12、22、32のスイッチング素子RP、RN、SP、SN、TP、TNのスイッチングを行い、入力側のリアクトルLR、LS、LTにエネルギーを蓄える。そして、これらのリアクトルLR、LS、LTに蓄えたエネルギーを負荷に供給することで、入力電圧よりも高い電圧を出力させることができる。

【0030】図3は昇圧時の制御動作を示すタイミングチャートである。昇圧時の制御では、前述した3相ブリッジインバータ回路13、23、33の動作に加えて、図3に示すごとく、入力相電圧の半周期にわたり相電圧と同期した一定のデューティ比で直列スイッチ部12、22、32のスイッチング素子RP、RN、SP、SN、TP、TNをスイッチングする。例えば、R相の入力相電圧 $V_R$ が正の期間にスイッチング素子RP、SNがオンすると、入力電流は入力端子R→リアクトルLR→ダイオードDR1→スイッチング素子RP→接続点PR4→同PS4→スイッチング素子SN→ダイオードDS2→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で流れ、これによりリアクトルLR、LSにエネルギーが蓄積される。

【0031】更に、スイッチング素子RP、SNがオフした状態で3相ブリッジインバータ回路13のスイッチング素子U1と3相ブリッジインバータ回路23のスイッチング素子Y2がオンすると、電流が入力端子R→リアクトルLR→ダイオードDR1→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で流れるので、リアクトルLR、LSに蓄積されたエネルギーが出力端子U、V間に供給される。なお、図3から明かなように、他のS相、T相についても動作は同様である。

【0032】このように本実施形態によれば、交流入力電圧を任意周波数に変換すると同時に昇圧して出力することが可能になる。

【0033】図2は、請求項2の発明の実施形態である。この実施形態は、リアクトル等の低力率の負荷に対する昇降圧形の直接形周波数変換回路を想定している。図において、10A、20A、30Aは同一構成の交流スイッチ部であり、図1におけるダイオードDR1、DR2、DS1、DS2、DT1、DT2にスイッチング素子SR1、SR2、SS1、SS2、ST1、ST2を逆並列接続したもので、その他の構成は図1と同様である。

【0034】この実施形態においては、スイッチング素子SR1、SR2、SS1、SS2、ST1、ST2のスイッチング動作により、負荷からのエネルギーを電源側へ回生することができる。また、図3に示したような

直列スイッチ部12、22、32の動作により、交流入力電圧を昇圧して出力することが可能である。

【0035】図4は、請求項3の発明の実施形態を示している。なお、前述した各実施形態と同一の構成要素については同一の参照符号を付し、以下では異なる部分を中心に説明する。

【0036】図4において、10B、20B、30Bは交流スイッチ部であり、交流スイッチ部10Bは、逆並列ダイオードDR2を有するスイッチング素子SR2とダイオードDR1とからなる直列回路と、逆並列ダイオードDR4を有するスイッチング素子RNとダイオードDR3とからなる直列回路とを並列接続した回路を備えている。また、交流スイッチ部20Bは、逆並列ダイオードDS2を有するスイッチング素子SS2とダイオードDS1とからなる直列回路と、逆並列ダイオードDS4を有するスイッチング素子SNとダイオードDS3とからなる直列回路とを並列接続した回路を備えている。更に、交流スイッチ部30Bは、逆並列ダイオードDT2を有するスイッチング素子ST2とダイオードDT1とからなる直列回路と、同じく逆並列ダイオードDT4を有するスイッチング素子TNとダイオードDT3とからなる直列回路とを並列接続した回路を備えている。

【0037】そして、リアクトルLRの一端が、スイッチング素子SR2とダイオードDR1との接続点PR5と、スイッチング素子SNとダイオードDS3との接続点PS4とに接続され、リアクトルLSの一端が、スイッチング素子SS2とダイオードDS1との接続点PS5と、スイッチング素子TNとダイオードDT3との接続点PT4とに接続され、リアクトルLTの一端が、スイッチング素子RNとダイオードDR3との接続点PR4と、スイッチング素子ST2とダイオードDT1との接続点PT5とに接続されている。

【0038】この実施形態の動作として、降圧時には、スイッチング素子RN、SN、TNをオフした状態で3相ブリッジインバータ回路13、23、33により前述の各実施形態と同様の制御動作を行う。

【0039】一方、昇圧時には、図5に示すようにスイッチング素子SR2、RN、SS2、SN、ST2、TNを順次、入力相電圧の半周期にわたり相電圧と同期した一定のデューティ比でそれぞれスイッチングすることにより、リアクトルLR、LS、LTにエネルギーを蓄える。例えば、入力端子R、S間の電圧が正の時にスイッチング素子SNをオンすると、入力端子R→リアクトルLR→接続点PS4→スイッチング素子SN→ダイオードDS2→接続点PS5→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で電流が流れ、リアクトルLR、LSにエネルギーが蓄えられる。

【0040】更に、3相ブリッジインバータ回路13、23内のスイッチング素子U1、Y2がオンしている時にスイッチング素子SNがオフすると、入力端子R→リ



アクトルLR→接続点PR5→ダイオードDR1→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→接続点PS5→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で負荷に電圧が印加され、電流が流れる。よって、出力電圧は入力線間電圧とリアクトル両端電圧との和になり、入力電圧よりも高い電圧を負荷へ供給することができる。同様にスイッチング素子SR2, RN, SS2, ST2, TNを制御することにより、リアクトルLR, LS, LTに蓄えたエネルギーを負荷に供給して昇圧動作させることができる。

【0041】図6は、請求項4の発明の実施形態を示している。この実施形態は、図4の実施形態におけるダイオードDR1, DS1, DT1をそれぞれスイッチング素子SR1, SS1, ST1及びそれらの逆並列ダイオードDR1, DS1, DT1に置き替えて交流スイッチ部10C, 20C, 30Cを構成したものである。

【0042】このような回路構成とすることで、リアクトル等の低力率負荷に給電した場合に、負荷電圧と逆の極性の電流でも連続的に通電させることができる。また、モータ負荷のごとくエネルギーを発生する負荷に給電した場合には、負荷のエネルギーを入力側に回生することができる。

【0043】例えば、スイッチング素子U1, Y2がオンしている時に入力端子R, S間の電圧は、入力端子R→リアクトルLR→接続点PR5→ダイオードDR1→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→接続点PS5→リアクトルLS→入力端子Sの経路で出力端子U, V間に供給される。

【0044】ここで、低力率負荷の場合、負荷電流と負荷電圧の位相は異なり、負荷電流は負荷電圧とは逆の極性になる区間が生じる。このとき、スイッチング素子SR1, SS2をオンさせることにより、電流を電圧とは逆の経路で通電させることができ、負荷電流を連続的に通電させることができる。更に、モータ負荷の場合も入力側のスイッチング素子をオンさせることによって、同様な経路でモータのエネルギーを入力側に回生することができる。

【0045】図7は、請求項5の発明の実施形態である。図において、交流スイッチ部10Dは、ダイオードDR1, DR2の直列回路と、ダイオードDR4が逆並列接続されたスイッチング素子RNとダイオードDR3との直列回路とを並列接続し、ダイオードDR1, DR2の接続点PR5が交流入力端子Rに接続され、ダイオードDR3とスイッチング素子RNとの接続点PR4がリアクトルLRを介して交流入力端子Rに接続されている。

【0046】同様にして、交流スイッチ部20Dは、ダ

イオードDS1~DS4及びスイッチング素子SNからなる回路を有し、ダイオードDS1, DS2の接続点PS5が交流入力端子Sに接続され、ダイオードDS3とスイッチング素子SNとの接続点PS4がリアクトルLSを介して交流入力端子Sに接続されている。また、交流スイッチ部30Dは、ダイオードDT1~DT4及びスイッチング素子TNからなる回路を有し、ダイオードDT1, DT2の接続点PT5が交流入力端子Tに接続され、ダイオードDT3とスイッチング素子TNとの接続点PT4がリアクトルLTを介して交流入力端子Tに接続されている。

【0047】この実施形態における降圧時の動作は、スイッチング素子RN, SN, TNをオフにしたまま、3相ブリッジインバータ回路13, 23, 33により前述の各実施形態と同様の制御動作を行う。

【0048】一方、昇圧時には、図8に示すようにスイッチング素子RN, SN, TNを順次、入力相電圧の半周期にわたり相電圧と同期した一定のデューティ比でそれぞれスイッチングすることにより、リアクトルLR, LS, LTにエネルギーを蓄え、その後、負荷に供給する。例えば、R相の入力相電圧VRが正の期間にスイッチング素子U1, Y2がオンしているとする、スイッチング素子RNをオンすることによって入力端子R→リアクトルLR→接続点PR4→スイッチング素子RN→スイッチング素子Y1の逆並列ダイオード→接続点PR2→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→接続点PS5→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で電流が流れ、リアクトルLRにエネルギーが蓄えられる。

【0049】ここで、スイッチング素子RNをオフすると、入力端子R→リアクトルLR→接続点PR4→ダイオードDR3→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→接続点PS5→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で負荷に電圧が供給される。この時の負荷電圧は出力端子R, S間の電圧とリアクトルLR両端の電圧との和になり、入力電圧よりも高い電圧を負荷に供給することができる。他のスイッチング素子SN, TNもRNと同様に制御することによってリアクトルLS, LTにエネルギーを蓄え、その後、昇圧した交流電圧を負荷に供給することができる。

【0050】図9は、請求項6の発明の実施形態である。この実施形態は、図7の回路において、ダイオードDR1, DR2, DS1, DS2, DT1, DT2にスイッチング素子SR1, SR2, SS1, SS2, ST1, ST2をそれぞれ逆並列接続したものである。このように構成することで、請求項4と同様に低力率負荷やモータ負荷への適用が可能となる。

【0051】図10は、請求項7の発明の実施形態を示

している。図において、10F、20F、30Fは同一構成の交流スイッチ部であり、交流スイッチ部10Fは直列接続されたダイオードDR1、DR2と、スナバ回路11と、3相ブリッジインバータ回路13とを並列接続して構成され、交流スイッチ部20Fは同じくダイオードDS1、DS2、スナバ回路21、3相ブリッジインバータ回路23により構成され、交流スイッチ部30Fは同じくダイオードDT1、DT2、スナバ回路31、3相ブリッジインバータ回路33により構成されている。また、ダイオードDR1、DR2の相互接続点、DS1、DS2の相互接続点、DT1、DT2の相互接続点の間には、双方向スイッチBS1、BS2、BS3がそれぞれ接続されている。

【0052】この実施形態の動作を説明すると、降圧時の制御方法は特開平10-80147号公報等に記載された3相ブリッジインバータ回路13、23、33の制御方法と基本的に同様である。

【0053】一方、昇圧動作時には、図11に示すように双方向スイッチBS1～BS3をオンしてリアクトルLR、LS、LTにエネルギーを蓄える。また、U相については、出力指令波形Uとキャリア信号CRとを比較することにより、スイッチング素子U1～U3、X1～X3の制御信号が決定される。ここで、スイッチング素子X1～X3の制御信号はU1～U3の制御信号を反転させたものである。V相及びW相の電圧を制御するスイッチング素子V1～V3、Y1～Y3及びW1～W3、Z1～Z3の制御信号も、同様な方法で決定する。

【0054】例えば、双方向スイッチBS1をオンすると、入力端子R→リアクトルLR→双方向スイッチBS1→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で電流が流れて、リアクトルLR、LSにエネルギーが蓄えられる。そして、これらのリアクトルLR、LSに蓄えられたエネルギーは、交流スイッチ部10F、20Fの動作によって負荷側に供給される。例えば、スイッチング素子U1、Y2がオンしている時に双方向スイッチBS1をオフすると、リアクトルLR、LSに蓄えられたエネルギーは入力端子R→ダイオードDR1→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で出力端子U、Vから負荷側に供給される。これにより、入力電圧とリアクトルLR、LSに発生している電圧の和が負荷側に供給される。よって、入力電圧よりも高い電圧を出力することができる。

【0055】図12は、請求項8の発明の実施形態である。この実施形態は、図10におけるダイオードDR1、DR2、DS1、DS2、DT1、DT2にスイッチング素子SR1、SR2、SS1、SS2、ST1、ST2をそれぞれ逆並列接続したものである。

【0056】このような構成にすることにより、低力率の負荷などに対して負荷電圧と極性の異なる電流を連続的に供給することができる。例えば、スイッチング素子U1、Y2がオンしているときに、入力端子R、S間の入力電圧は、入力端子R→スイッチング素子SR1→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→ダイオードDS2→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で負荷側に供給される。このとき、負荷電圧と極性の異なる電流はスイッチング素子SS1、SS2をオンすることにより、電圧とは逆の経路で流すことができる。このように入力側のスイッチング素子SR1、SR2、SS1、SS2、ST1、ST2をスイッチングすることによって、本回路をどのような負荷に対しても適用することができる。

【0057】図13は、請求項9の発明の実施形態である。図において、10H、20H、30Hは交流スイッチ部であり、交流スイッチ部10Hは、リアクトルLR、LS、LTの各一端と出力端子Uとの間に接続された双方向スイッチS1～S3から構成され、交流スイッチ部20Hは、リアクトルLR、LS、LTの各一端と出力端子Vとの間にそれぞれ接続された双方向スイッチS4～S6から構成され、交流スイッチ部30Hは、リアクトルLR、LS、LTの各一端と出力端子Wとの間にそれぞれ接続された双方向スイッチS7～S9から構成されている。なお、双方向スイッチS1～S9（Sn）は、図13の下段に示すように逆並列ダイオードを有する2個のスイッチング素子SnP、SnNを逆極性で直列接続して構成される。また、交流スイッチ部10H、20H、30Hの入力側には、図10、図12と同様に双方向スイッチBS1～BS3が接続されている。

【0058】図14はこの実施形態の制御方法を示しており、双方向スイッチBS1～BS3の制御方法は請求項6の発明と同様である。図14において、S1P～S3P及びS1N～S3NはU相の電圧を制御するために双方向スイッチS1～S3に与えられる信号であり、図10、図12におけるスイッチング素子U1～U3及びX1～X3に対する制御信号と同様である。更に、V相及びW相の制御信号も同様に決定される。

【0059】先の図13において、例えば双方向スイッチBS1がオンすると、入力端子R→リアクトルLR→双方向スイッチBS1→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で電流が流れて、リアクトルLR、LSにエネルギーが蓄えられる。いま、スイッチング素子S1P、S5Nがオンしているときに双方向スイッチBS1をオフすると、入力端子R→リアクトルLR→双方向スイッチS1（スイッチング素子S1P）→出力端子U→負荷→出力端子V→双方向スイッチS5（スイッチング素子S5N）→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で出力端子U、Vか

ら負荷に電圧が供給される。このとき、負荷には入力端子R、S間の線間電圧とリアクトルLR、LSの電圧との和が供給されるため、入力電圧よりも高い電圧を出力することができる。

【0060】図15は請求項10の発明の実施形態である。この実施形態は、図10の実施形態における双方向スイッチBS1、BS2、BS3として、図15に示すような双方向スイッチBS10、BS20、BS30を使用したものである。双方向スイッチBS10、BS20、BS30はどれも同一の構成であり、双方向スイッチBS10は、逆並列ダイオードを有するスイッチング素子R1N、R2Nの直列回路と、同じくスイッチング素子R1P、R2Pの直列回路と、スナバコンデンサC1とを並列に接続して構成されている。同様に、双方向スイッチBS20は、逆並列ダイオードを有するスイッチング素子S1N、S2Nの直列回路と、同じくスイッチング素子S1P、S2Pの直列回路と、スナバコンデンサC2とを並列に接続して構成され、双方向スイッチBS30は、逆並列ダイオードを有するスイッチング素子T1N、T2Nの直列回路と、同じくスイッチング素子T1P、T2Pの直列回路と、スナバコンデンサC3とを並列に接続して構成されている。

【0061】次に、この実施形態の動作を図16を参照しつつ説明する。降圧時の制御方法は特開平10-80147号公報等に記載された3相ブリッジインバータ回路13、23、33の制御方法と基本的に同様である。以下、昇圧時の動作を説明する。図16において、入力端子R、S間に挿入された双方向スイッチBS10のスイッチング素子R1Pは、入力端子R、S間の電圧が正の時にスイッチングし、スイッチング素子R1Nは入力端子R、S間の電圧が負の時にスイッチングする。入力端子S、T間、T、R間に挿入した双方向スイッチBS20、BS30も同様にスイッチング動作を行う。

【0062】ここで、例えばスイッチング素子R1Pをオンすると入力端子R→リアクトルLR→スイッチング素子R1Nの逆並列ダイオード→スイッチング素子R1P→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で電流が流れ、リアクトルLR、LSにエネルギーが蓄えられる。負荷に電圧を供給する方法は請求項6の発明と同様に3相ブリッジインバータ回路13、23内のスイッチング素子のオンにより行い、これによって入力電圧よりも高い電圧を出力することができる。一方、双方向スイッチBS10内のコンデンサC1（C2、C3も同様）はスナバ回路であり、例えばスイッチング素子R1N、R2Pをオンすることにより、スナバコンデンサC1→スイッチング素子R1N→リアクトルLR→入力端子R→交流電源→入力端子S→リアクトルLS→スイッチング素子R2P→スナバコンデンサC1の経路で電流が流れ、スナバコンデンサC1のエネルギーを電源側に回生することができる。

【0063】図17は請求項11の発明の実施形態である。この実施形態は、図15におけるダイオードDR1、DR2、DS1、DS2、DT1、DT2にスイッチング素子SR1、SR2、SS1、SS2、ST1、ST2を逆並列接続したものである。このように構成することで、請求項8の発明と同様に、モータやその他の低力率負荷にも対応することができる。

【0064】図18は請求項12の発明の実施形態である。この実施形態は、請求項9の実施形態における双方向スイッチBS1、BS2、BS3を図15、図17の双方向スイッチBS10、BS20、BS30に置き替えたものである。この実施形態において、リアクトルにエネルギーを蓄えるときには請求項10の実施形態と同様な動作を行い、更に、負荷へ電圧を供給するときは請求項9の実施形態と同様な動作を行う。

【0065】次に、請求項13の発明の実施形態を説明する。まず、図27は従来技術を示す回路構成図であり、図において、DB1、DB2はダイオードブリッジ、10H、20H、30Hは交流スイッチ部、SNBはスナバ回路である。この回路においては、交流スイッチ部10H、20H、30Hの双方向スイッチS1～S9のスイッチング動作によって入力線間電圧を出力線間電圧に分配している。このスイッチング動作を繰り返すことで、入力力率を高力率に保ちながら入力電流の正弦波化、出力波形の正弦波化を図り、直流中間回路を用いずに直接交流／交流変換を行っている。

【0066】しかるに、この従来技術においても、出力電圧を入力電圧より高くすることができない。このため、入力電圧よりも高い電圧を必要とする用途には適用できず、適用範囲が限定されるという問題がある。更に、双方向スイッチS1～S9のために設けられるスナバ回路SNBは、双方向からのスパイク電圧を吸収するような交流スナバ回路でなくてはならない。このようなスナバ回路は構成が複雑であり、更にスナバ回路によって吸収したエネルギーが抵抗により消費されるため、効率が低下する。このスナバ回路による吸収エネルギーを回生させるためには、独自の回生用インバータが必要になるといった問題がある。

【0067】そこで、請求項13の発明は上記の問題を解決するためになされたものである。図19はこの発明の実施形態を示す回路図である。図において、SR、RS、ST、TS、RT、TRはダイオードが逆並列接続されたスイッチング素子であり、スイッチング素子SR、RSの直列回路がリアクトルLR、LSの各一端の間に接続され、スイッチング素子ST、TSの直列回路がリアクトルLS、LTの各一端の間に接続され、スイッチング素子RT、TRの直列回路がリアクトルLR、LTの各一端の間に接続されている。また、10H、20Hは前記同様に双方向スイッチS1～S6（Sn）からなる交流スイッチ部である。双方向スイッチS1～S

3の各一端は共通接続され、同S4～S6の一端も共通接続されている。双方向スイッチS1、S4の他端は一括して交流出力端子Uに、同S2、S5の他端は一括して交流出力端子Vに、同S3、S6の他端は一括して交流出力端子Wにそれぞれ接続されている。

【0068】図20はこの実施形態の動作を示すタイミングチャートである。図示するように、スイッチング素子SR、RS、ST、TS、RT、TRの制御信号は入力線間電圧 $V_{RS}$ 、 $V_{ST}$ 、 $V_{TR}$ と同期しており、デューティ比は一定である。交流出力端子Uに接続される双方向スイッチS1、S4(S1P、S1N、S4P、S4N)の制御信号は、U相出力電圧指令CUとキャリア信号CRとを比較することにより得られる。図示されていないが、交流出力端子Vに接続される双方向スイッチS2、S5の制御信号は、V相出力電圧指令とキャリア信号とを比較することにより得られ、交流出力端子Wに接続される双方向スイッチS3、S6の制御信号は、W相出力電圧指令とキャリア信号とを比較することにより得られる。

【0069】この実施形態の動作としては、入力側のスイッチング素子SR、RS、ST、TS、RT、TRをオンすることによりリアクトルLR、LS、LTにエネルギーが蓄積され、負荷側の双方向スイッチS1～S6をオンすることでリアクトルLR、LS、LTの蓄積エネルギーを負荷側に分配する。例えば、スイッチング素子RSをオンして入力端子R→リアクトルLR→スイッチング素子SRの逆並列ダイオード→スイッチング素子R→リアクトルL→入力端子Sの経路で電流が流れ、リアクトルLR、LSにエネルギーが蓄積される。更に、スイッチング素子S1P(双方向スイッチS1のP側)と同S5N(双方向スイッチS5のN側)とがオンの時にスイッチング素子RSをオフし、スイッチング素子TSをオンすることにより、入力端子R→リアクトルLR→双方向スイッチS1→出力端子U→負荷→出力端子V→双方向スイッチS5→スイッチング素子TS→スイッチング素子STの逆並列ダイオード→リアクトルL→入力端子Sの経路で電流が流れる。ここで、リアクトルLR、LSの電流を負荷側に環流させるために、スイッチング素子RSがオフしたときにスイッチング素子TSをオンさせるような制御を行う。また、スイッチング素子SR、STも同様な制御を行う。

【0070】これにより、出力端子U、V間の負荷電圧は入力線間電圧 $V_{RS}$ とリアクトルLR、LS両端間の電圧との和になり、入力電圧よりも高い電圧を出力することができる。また、各スイッチング素子のオン・オフ比を変えれば、入力電圧より低い電圧から高い電圧まで広範囲に出力電圧を制御することが可能になる。

【0071】図21は、請求項14に記載した発明の実施形態を示している。図において、101、201は交流スイッチ部、PD1、PD2、ND1、ND2はダイ

オード、CP、CNはスナバコンデンサ、U1、U2、V1、V2、W1、W2、X1、X2、Y1、Y2、Z1、Z2はスイッチング素子である。ここで、スイッチング素子U1、X1、V1、Y1、W1、Z1は図19における双方向スイッチS1～S3のスイッチング素子S1P、S1N、S2P、S2N、S3P、S3Nに相当し、スイッチング素子U2、X2、V2、Y2、W2、Z2は双方向スイッチS4～S6のスイッチング素子S4P、S4N、S5P、S5N、S6P、S6Nに相当する。この実施形態の制御方法及び回路動作は図19と同様である。

【0072】このような構成とすることで、交流スイッチ部101、201におけるスナバ回路としてスナバコンデンサCP、CNからなる簡単な構成の直流スナバ回路を使用することができる。図19に示した実施形態では双方向スイッチS1～S6を使用しているため、図示されていないスナバ回路には双方向からのスパイク電圧を吸収可能な交流スナバ回路を使用する必要がある。この交流スナバ回路は、図27に示したように構成が複雑であると共に、蓄積したエネルギーを回生するための回生回路を必要とする。また、回生回路を使用しない場合には、スナバ回路による蓄積エネルギーを抵抗によって消費させなければならず、効率が悪い。

【0073】一方、本実施形態によれば、スナバ回路の電圧が常に同一極性の電圧でクランプされるので、コンデンサCP、CNによる簡単な構成の直流スナバ回路を用いることができる。更に、スナバコンデンサCP、CNに蓄えたエネルギーを独自の回生回路を用いることなく負荷側に回生することが可能である。例えば、スイッチング素子U1、Y1をオンさせることで、スナバコンデンサCP→スイッチング素子U1→出力端子U→負荷→出力端子V→スイッチング素子Y1→スナバコンデンサCPの経路で電流が流れ、スナバコンデンサCPの蓄積エネルギーを負荷へ回生することができる。

【0074】次いで、図22は請求項15に記載した発明の実施形態を示している。図において、10J、20Jは交流スイッチ部であり、図21におけるダイオードPD1、PD2、ND1、ND2がスイッチング素子PS1、PS2、NS1、NS2及びこれらの逆並列ダイオードに置き換えられている。ここで、例えばスイッチング素子RSをオンしてリアクトルLR、LSにエネルギーが蓄積されているときにスイッチング素子U1、Y2がオンすると、入力線間電圧 $V_{RS}$ とリアクトルLR、LSの電圧は入力端子R→リアクトルLR→スイッチング素子PS1の逆並列ダイオード→スイッチング素子U1→出力端子U→負荷→出力端子V→スイッチング素子Y2→スイッチング素子NS2の逆並列ダイオード→スイッチング素子TS→スイッチング素子STの逆並列ダイオード→リアクトルL→入力端子Sの経路を流れる電流により負荷に分配される。

【0075】しかし、負荷の力率が低い場合や負荷がモータ等のように回生エネルギーを発生する場合には、負荷電圧とは逆位相の電流が流れる。この電流経路を確保するためには、図21のようなダイオードではなく図22のようにスイッチング素子PS1、NS2をオンさせることで、電圧とは逆の経路で電流を流すことができる。これにより、力率の低い負荷への適用が可能になると共に、モータエネルギーの回生動作も可能になる。

【0076】次に、図23は請求項16に記載した発明の実施形態を示している。図において、10K、20K、30Kは交流スイッチ部、12、22、32は直列スイッチ部、C1、C2、C3は入力フィルタコンデンサを兼ねたスナバコンデンサ、13、23、33は3相ブリッジインバータ回路である。この実施形態の降圧時の制御方法は、特開平10-80147号公報等に記載された制御方法と同様である。

【0077】以下、昇圧時の動作を図24のタイミングチャートを参照しつつ説明する。スイッチング素子RP、RN、SP、SN、TP、TNをそれぞれスイッチングすることで、リアクトルLR、LS、LTにエネルギーを蓄える。例えば、入力線間電圧 $V_{RS}$ が正であってスイッチング素子U1、Y2がオンしている時にスイッチング素子RNをオンすることで、入力端子R→リアクトルLR→接続点PR4→スイッチング素子RN→スイッチング素子Y1の逆並列ダイオード→接続点PR2→接続点PS2→スイッチング素子Y2→スイッチング素子SNの逆並列ダイオード→接続点PR4→リアクトルLS→入力端子Sの経路で電流が流れ、リアクトルLR、LSにエネルギーが蓄積される。

【0078】更に、スイッチング素子RNがオフすると、入力端子R→リアクトルLR→接続点PR4→スイッチング素子RPの逆並列ダイオード→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PS2→スイッチング素子Y2→スイッチング素子SNの逆並列ダイオード→接続点PR4→リアクトルLS→入力端子Sの経路で電流が流れ、負荷に電圧が供給される。よって、出力電圧は入力線間電圧とリアクトルLR、LS両端間の電圧との和になり、入力電圧よりも高い電圧を負荷に供給することができる。スイッチング素子RP、SP、SN、TP、TNも同様に制御することにより、リアクトルLR、LS、LTにエネルギーを蓄え、そのエネルギーを負荷に供給して昇圧動作させることが可能である。

【0079】ここで、コンデンサC1、C2、C3にはリアクトルLR、LS、LTに流れる電流と負荷に供給する電流との差電流が流れる。すなわち、コンデンサC1、C2、C3は入力フィルタコンデンサとスナバコンデンサとの両方の機能を果たしている。

【0080】これらのコンデンサC1、C2、C3に蓄積されたエネルギーは、各インバータ回路13、23、

33の上下アームのスイッチング素子を同時にオンすることで負荷側または入力電源側に回生することができる。例えば、スイッチング素子U1、Y1を同時にオンすると、コンデンサC1→スイッチング素子U1→接続点PR1→出力端子U→負荷→出力端子V→接続点PR2→スイッチング素子Y1→コンデンサC1の経路で電流が流れ、コンデンサC1のエネルギーを負荷側に回生することができる。また、スイッチング素子RP、SN、X1を同時にオンすることにより、コンデンサC1→スイッチング素子RP→接続点PR4→リアクトルLR→入力端子R→交流電源→入力端子S→リアクトルLS→接続点PS4→スイッチング素子SN→スイッチング素子X2の逆並列ダイオード→接続点PS1→接続点PR1→スイッチング素子X1→コンデンサC1の経路で電流が流れ、コンデンサC1のエネルギーを入力電源側に回生することができる。スナバコンデンサC2、C3に蓄積されたエネルギーも同様な方法によって回生可能である。

【0081】低力率負荷時やモータ負荷時のように出力電圧と極性が異なる電流は、入力側に接続された異なる直列スイッチ部12、22、32の上下アームのスイッチング素子を同時にオンさせることで、入力側を通る経路で環流させることができる。例えば、V相からU相に流れる電流はスイッチング素子RP、SNを同時にオンさせることで、出力端子V→負荷→出力端子U→接続点PR1→スイッチング素子U1の逆並列ダイオード→スイッチング素子RP→接続点PR4→リアクトルLR→入力端子R→交流電源→入力端子S→リアクトルLS→接続点PS4→スイッチング素子SN→スイッチング素子Y2の逆並列ダイオード→接続点PS2→出力端子Vの経路で電流が流れ、入力側を通る経路で環流する。ここで、リアクトルLR、LSに流れる瞬時電流と負荷側の出力端子V、U間に流れる電流の差分はコンデンサC1、C2、C3に流れ、負荷のエネルギーの一部は一時的にこれらのコンデンサC1、C2、C3に蓄積されるが、その蓄積エネルギーは前述のように入力電源側や負荷側に回生させることができる。

【0082】次に、請求項17に記載した発明の実施形態を説明する。上述した各実施形態のように直流平滑コンデンサ等の大容量のエネルギー蓄積要素を持たない直接形周波数変換回路では、入力交流電流が出力波形の影響を受けやすく、入力電流波形は出力周波数の整数倍の高調波成分を多く含んだ波形となる。そこでこの実施形態では、昇降圧形の直接形周波数変換回路において、昇圧動作時における入力電流の含有高調波を低減させて入力電流波形を正弦波状に補正するようにした直接形周波数変換回路の制御方法を提供するものである。

【0083】この実施形態が適用される直接形周波数変換回路の構成は図23と同一である。本実施形態における降圧時の制御方法は、例えば前記特開平10-801

47号公報等に記載された3相ブリッジインバータ回路13、23、33の制御方法と基本的に同様である。

【0084】例えば、R相入力電圧が正の期間では、スイッチング素子U1、V1、W1、X2、Y2、Z2を選択的にオンさせる。U1、Y2がオンの時には出力端子U、V間に正の電圧を、U1、Z2がオンの時には出力端子U、W間に正の電圧を、V1、X2がオンの時には出力端子U、V間に正の電圧を、V1、Z2がオンの時には出力端子V、W間に正の電圧を、W1、X2がオンの時には出力端子U、W間に正の電圧を、W1、Y2がオンの時には出力端子V、W間に正の電圧を発生させる。このとき、出力の周波数に合わせて各出力端子に正負の電圧を振り分けることで、各出力端子U、V、W間に任意周波数の3相交流電圧を発生することができる。R相入力電圧が負の期間では、スイッチング素子U2、V2、W2、X1、Y1、Z1を同様に選択的にオンさせれば、各出力端子U、V、W間に任意周波数の3相交流電圧を発生することができる。

【0085】なお、昇圧時において、以下に述べる入力電流の含有高調波を低減するための制御を行わない場合の一般的な昇圧動作は、図23の実施形態について説明したものと同一であるため、重複を避けるために詳述を省略する。

【0086】以下、この実施形態において昇圧動作時の入力電流含有高調波を低減するための制御方法について説明する。図25に示すように、例えばR相の入力電流 $I_R$ は、出力波形の影響等を受けて高調波を含んだ波形となる。そこで、この入力電流 $I_R$ を検出し、その基本波成分 $I_R'$ を取り除くと、図25の高調波成分 $I_{RD}$ が得られる。更に、R相電圧 $V_R$ が正の区間には、この直接形周波数変換回路の出力電圧の昇圧指令値 $V_B$ に $I_{RD}$ の反転波形を加え、R相電圧 $V_R$ が負の区間には $V_B$ に $I_{RD}$ をそのまま加えることで、入力電流補正制御波形 $I_E$ を得る。すなわち、R相電圧 $V_R$ が正の区間の $I_E$ は数式1により、R相電圧 $V_R$ が負の区間の $I_E$ は数式2により表される。

【0087】

【数1】  $I_E = V_B - I_{RD}$

【0088】

【数2】  $I_E = V_B + I_{RD}$

【0089】ここで、図25に示すように、入力電流補正制御波形 $I_E$ とキャリア波形 $C_R$ との大きさを比較して得られたPWM（パルス幅変調）制御用のパルスを、R相電圧 $V_R$ が正側の時に図23における直列スイッチ部12のスイッチング素子RNのオン信号とし、R相電圧 $V_R$ が負側の時にスイッチング素子RPのオン信号とする。このように直列スイッチ部12のスイッチング素子RN、RPのオン信号を決定することにより、図25のスイッチング素子RN、RPの各オン信号を見ればわかるように、R相の入力電流 $I_R$ が基本波成分 $I_R'$ より

も正または負側に大きくなるとパルス幅は減少し、入力電流 $I_R$ が基本波成分 $I_R'$ よりも正または負側に小さくなるとパルス幅は広がるように制御することができる。

【0090】例えば、図23におけるスイッチング素子Y2がオンしている時にスイッチング素子RNがオンすると、R相の入力電流 $I_R$ は、入力端子R→リアクトルLR→接続点PR4→スイッチング素子RN→スイッチング素子Y1の逆並列ダイオード→接続点PS2→接続点PS2→スイッチング素子Y2→スイッチング素子SNの逆並列ダイオード→接続点PS4→リアクトルLS→入力端子S→交流電源→入力端子Rの経路で流れる。また、スイッチング素子V2がオンしている時にスイッチング素子RPをオンすると、R相の入力電流 $I_R$ は、入力端子S→リアクトルLS→接続点PS4→スイッチング素子SPの逆並列ダイオード→スイッチング素子V2→接続点PS2→接続点PR2→スイッチング素子V1の逆並列ダイオード→スイッチング素子RP→接続点PR4→リアクトルLR→入力端子R→交流電源→入力端子Sの経路で流れる。

【0091】よって、R相の入力電流 $I_R$ はスイッチング素子RN、RPのオン信号のパルス幅で制御される。つまり、入力電流 $I_R$ が基本波成分 $I_R'$ よりも大きくなるとスイッチング素子RN、RPのオン信号のパルス幅が狭まり、入力電流 $I_R$ を減少させるように動作する。逆に、入力電流 $I_R$ が基本波成分 $I_R'$ よりも小さくなればスイッチング素子RN、RPのオン信号のパルス幅は広がり、入力電流 $I_R$ が増加するように動作する。このような制御によって入力電流 $I_R$ の増加または減少を抑制し、入力電流 $I_R$ に含まれる高調波成分を低減させてその波形を正弦波状に補正することができる。ここではR相の入力電流 $I_R$ について説明したが、S相やT相の入力電流に関しても同様の制御を行えば、各相の入力電流の含有高調波を低減することができる。

【0092】次いで、請求項18に記載した発明の実施形態を説明する。この実施形態は、降圧動作時の入力電流含有高調波の低減方法に関するものである。本実施形態も、図23に示した直接形周波数変換回路を対象として説明する。本実施形態の降圧時において、以下に述べる入力電流の含有高調波を低減するための制御を行わない場合の一般的な動作は、例えば前記特開平10-80147号公報等に記載された3相ブリッジインバータ回路13、23、33の制御方法と基本的に同様である。また、昇圧時については、図23の実施形態と同様の制御方法をとっても良いし、上述した図25の実施形態のように入力電流の含有高調波を低減する制御を行っても良い。

【0093】図26は、この実施形態による、降圧動作時の入力電流含有高調波を低減するための制御方法を示している。前記同様に、高調波成分 $I_{RD}$ を含んだR相の入力電流 $I_R$ から基本波成分 $I_R'$ を取り除くと、図26

に示す高調波成分  $I_{RD}$  が得られる。ここで、入力電流  $I_R$  の高調波成分を補正できるような適宜な大きさの直流バイアス電圧を  $V_A$  とし、R相電圧  $V_R$  が正の区間には、この直流バイアス電圧  $V_A$  に  $I_{RD}$  の反転波形を加え、R相電圧  $V_R$  が負の区間には  $V_A$  に  $I_{RD}$  をそのまま加えることで、入力電流補正制御波形  $I_E$  を得る。すなわち、R相電圧  $V_R$  が正の区間の  $I_E$  は数式3により、R相電圧が負の区間の  $I_E$  は数式4により表される。

【0094】

【数3】  $I_E = V_A - I_{RD}$

【0095】

【数4】  $I_E = V_A + I_{RD}$

【0096】更に、図25と同様にキャリア波形  $C_R$  と入力電流補正制御波形  $I_E$  との大きさを比較して、図23の直列スイッチ部12のスイッチング素子  $R_N$ ,  $R_P$  に対するPWM制御用のオン信号のパルスを作成する。仮に、 $V_A$  が零ならば（つまり、R相電圧  $V_R$  が正の区間では  $I_{RD}$  の反転波形をキャリア波形  $C_R$  と比較し、R相電圧  $V_R$  が負の区間では  $I_{RD}$  の波形をそのままキャリア波形  $C_R$  と比較する場合）、スイッチング素子  $R_N$ ,  $R_P$  のオン信号は入力電流  $I_R$  が基本波成分  $I_R'$  より小さい時にはパルス幅を広げられるが、入力電流  $I_R$  が基本波成分  $I_R'$  より大きくなった時にパルス幅を狭くすることができない。

【0097】そこで、入力電流の補正制御が行える程度の適宜な大きさの直流バイアス電圧  $V_A$  を  $I_{RD}$  に加えれば、図26に示すように入力電流  $I_R$  の大きさに関わらずスイッチング素子  $R_N$ ,  $R_P$  のオン信号のパルス幅を変化させることができ、これにより入力電流  $I_R$  の増加または減少を抑制し、結果的に入力電流  $I_R$  を正弦波状に補正することが可能となる。なお、S相やT相の入力電流に関しても、同様の制御によって含有高調波を低減することができる。

【0098】

【発明の効果】以上のように本発明の直接形周波数変換回路によれば、直流平滑回路を使用しない直接形周波数変換回路において昇降圧動作を行わせることができ、入力電圧よりも低い電圧ばかりでなく任意周波数で入力電圧よりも高い電圧を出力することができる。また、低力率負荷に給電した場合に、負荷電圧とは逆極性の電流でも連続的に通電させることができ、モータ負荷のごとくエネルギーを発生する負荷に給電した場合には、負荷のエネルギーを交流入力側に回生することも可能である。更に、本発明の直接形周波数変換回路の制御方法によれば、入力電流の高調波を低減して正弦波状にすることができ、電力系統における高調波障害の防止に効果的である。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1の発明の実施形態を示す回路図である。

【図2】請求項2の発明の実施形態を示す回路図である。

【図3】図1、図2の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図4】請求項3の発明の実施形態を示す回路図である。

【図5】図4の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図6】請求項4の発明の実施形態を示す回路図である。

【図7】請求項5の発明の実施形態を示す回路図である。

【図8】図7の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図9】請求項6の発明の実施形態を示す回路図である。

【図10】請求項7の発明の実施形態を示す回路図である。

【図11】図10の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図12】請求項8の発明の実施形態を示す回路図である。

【図13】請求項9の発明の実施形態を示す回路図である。

【図14】図12、図13の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図15】請求項10の発明の実施形態を示す回路図である。

【図16】図15の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図17】請求項11の発明の実施形態を示す回路図である。

【図18】請求項12の発明の実施形態を示す回路図である。

【図19】請求項13の発明の実施形態を示す回路図である。

【図20】図19の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図21】請求項14の発明の実施形態を示す回路図である。

【図22】請求項15の発明の実施形態を示す回路図である。

【図23】請求項16の発明の実施形態を示す回路図である。

【図24】図23の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図25】請求項17の発明の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図26】請求項18の発明の実施形態の動作を示すタイミングチャートである。

【図27】従来技術を示す回路図である。

【符号の説明】

R, S, T : 交流入力端子  
U, V, W : 交流出力端子  
D, DR1, DR2, DR3, DR4, DS1, DS2, DS3, DS4, DT1, DT2, DT3, DT4, PD1, PD2, ND1, ND2 : ダイオード  
P, RN, SP, SN, TP, TN, U1, U2, U3, V1, V2, V3, W1, W2, W3, X1, X2, X3, Y1, Y2, Y3, Z1, Z2, Z3, SR1, SR2, SS1, SS2, ST1, ST2, SR, RS, ST, TS, RT, TR, PS1, PS2, NS1, NS2 : スwitchング素子  
LR, LS, LT : リアクトル  
PR1, PR2, PR3, PR4, PS1, PS2, P

S3, PS4, PT1

, PT2, PT3, PT4 : 接続点

BS1, BS2, BS3, BS10, BS20, BS3

0, S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S

8, S9 : 双方向スイッチ

C1, C2, C3 : スナバコンデンサ

10, 10A, 10B, 10C, 10D, 10E, 10

F, 10G, 10H, 10I, 10J, 10K, 20,

20A, 20B, 20C, 20D, 20E, 20F, 2

0G, 20H, 20I, 20J, 20K, 30, 30

A, 30B, 30C, 30D, 30E, 30F, 30

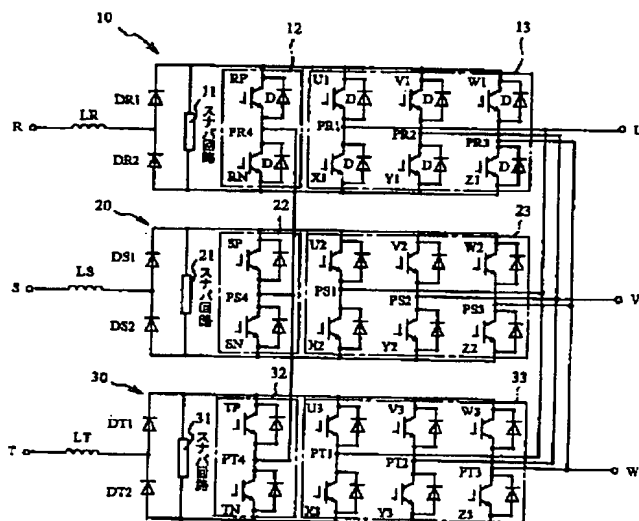
G, 30H, 30K : 交流スイッチ部

11, 21, 31 : スナバ回路

12, 22, 32 : 直列スイッチ部

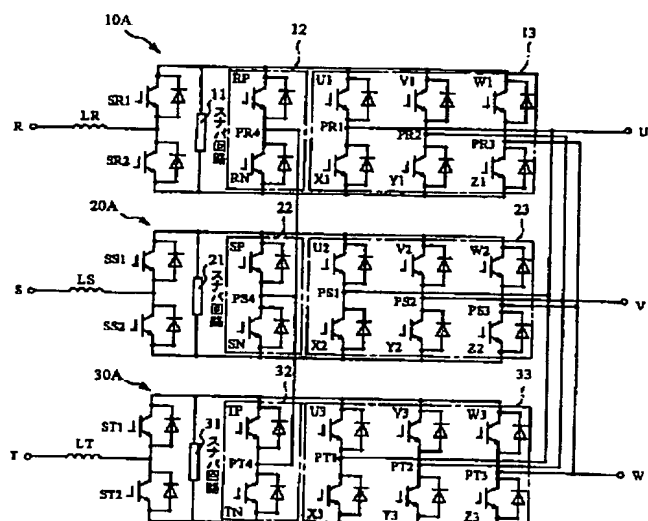
13, 23, 33 : 3相ブリッジインバータ回路

【図1】



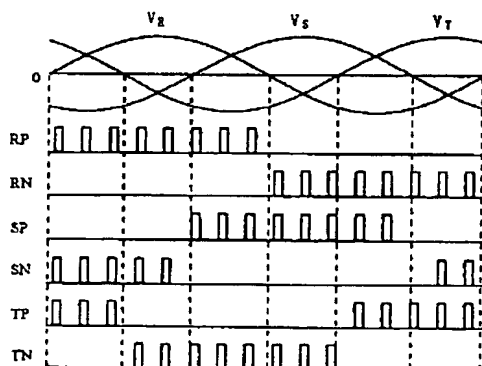
10, 20, 30 : 交流スイッチ部  
12, 22, 32 : 直列スイッチ部  
13, 23, 33 : 3相ブリッジインバータ回路

【図2】

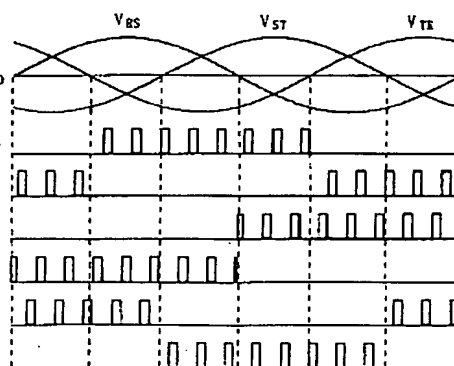


10A, 20A, 30A : 交流スイッチ部

【図3】

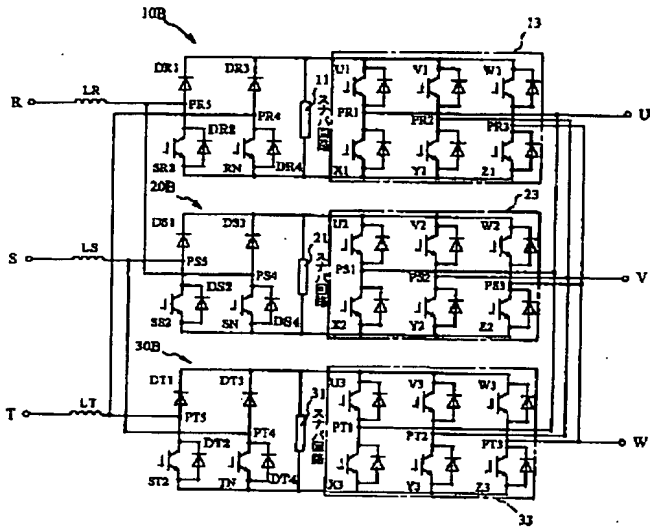


【図5】



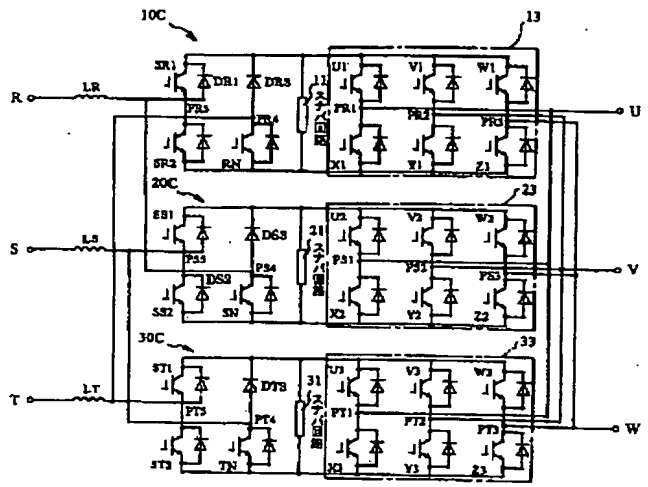


【図 4】



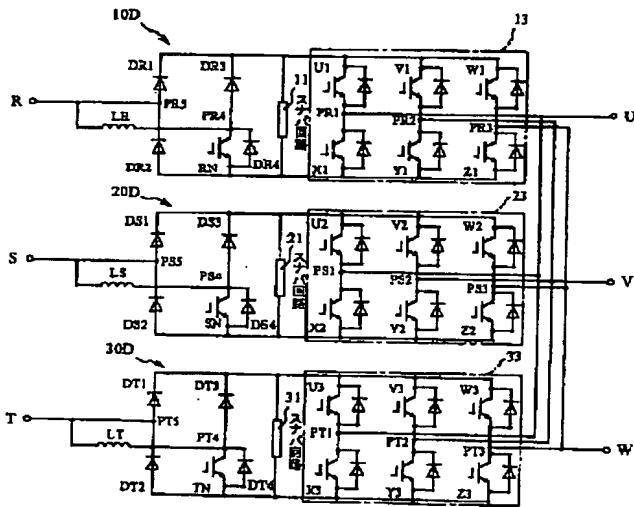
10B, 20B, 30B: 交流スイッチ部

【図 6】



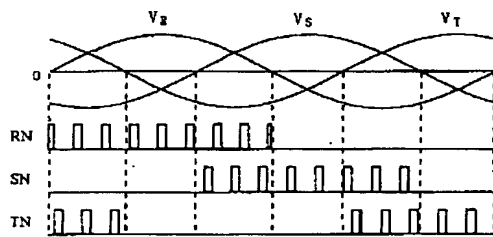
10C, 20C, 30C: 交流スイッチ部

【図 7】

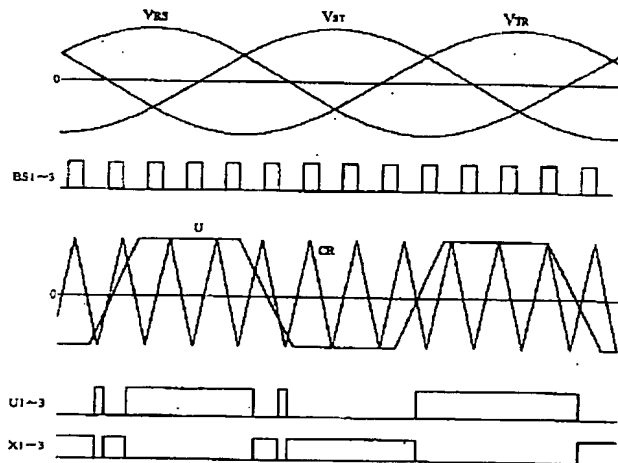


10D, 20D, 30D: 交流スイッチ部

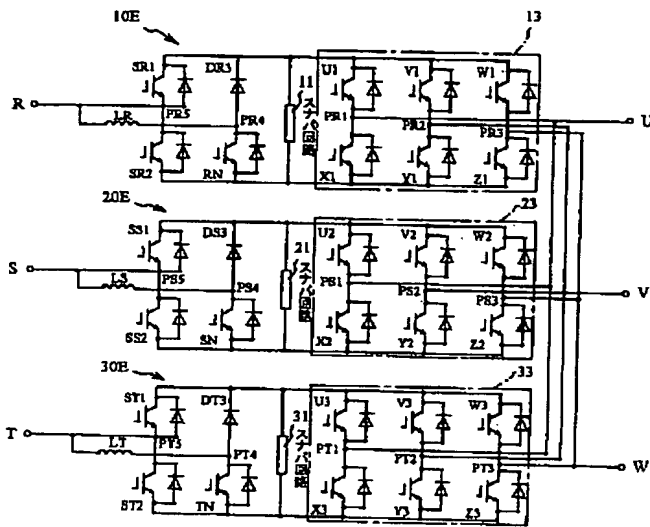
【図 8】



【图 1-1】

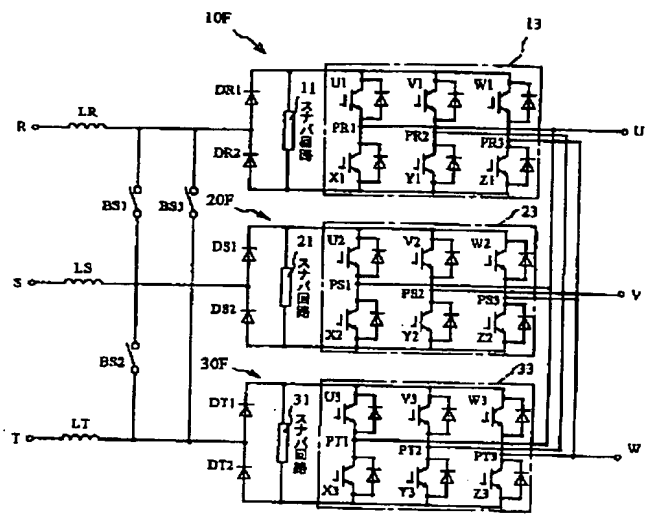


【図 9】



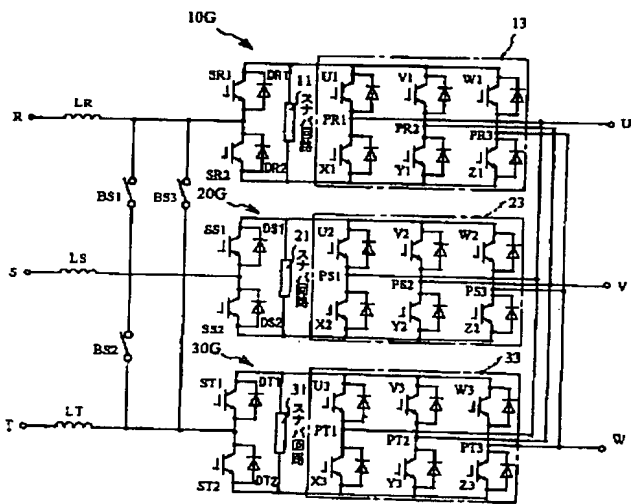
10E, 20E, 30E: 交流スイッチ部

【図 10】



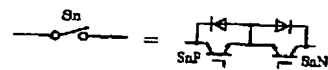
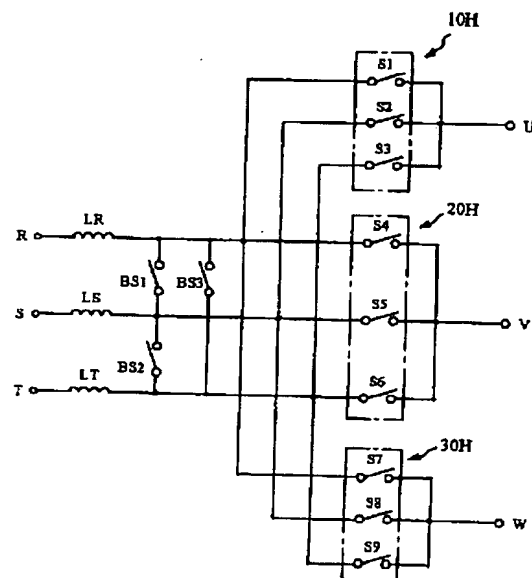
10F, 20F, 30F: 交流スイッチ部  
BS1, BS2, BS3: 双方向スイッチ

【図 12】



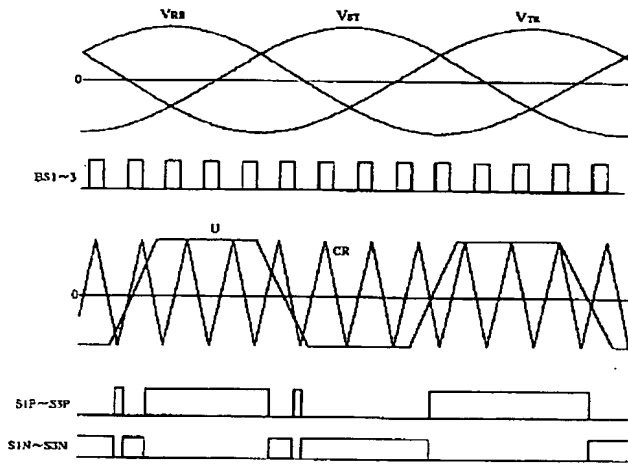
10G, 20G, 30G: 交流スイッチ部

【図 13】

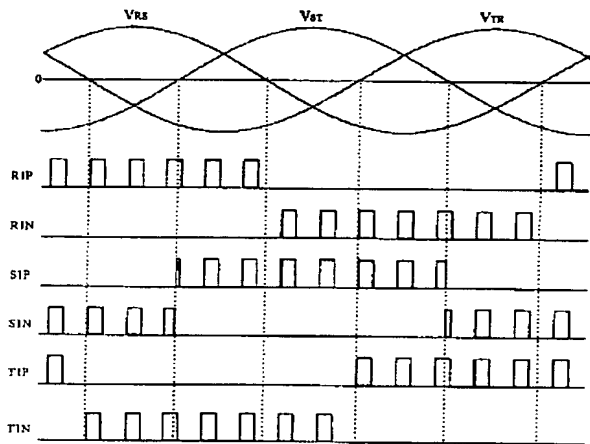


10H, 20H, 30H: 交流スイッチ部  
S1 ~ S9: 双方向スイッチ  
S\_nP, S\_nN: スイッチング素子

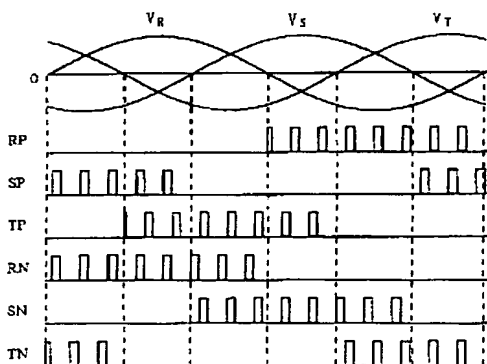
【図14】



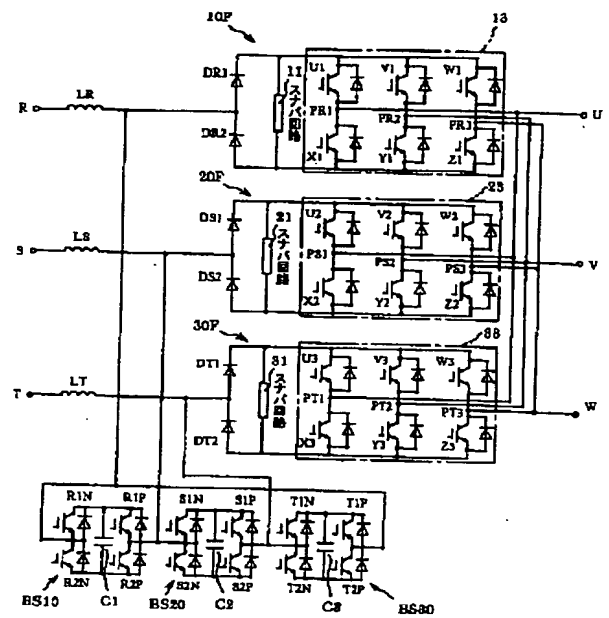
【図16】



【図24】

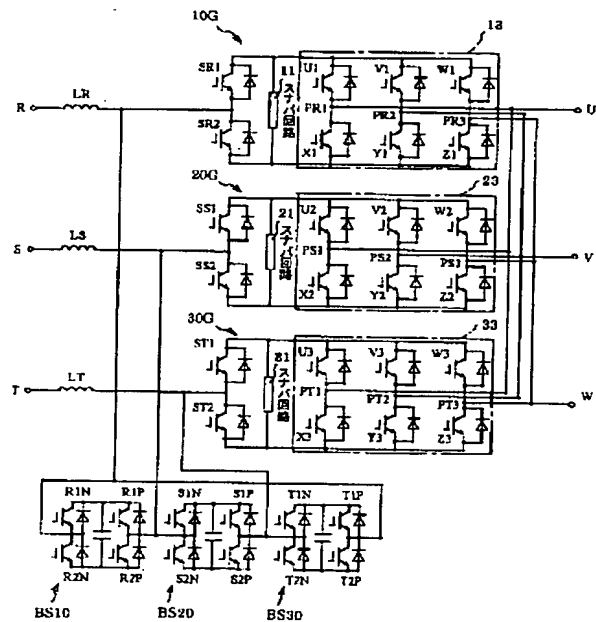


【図15】

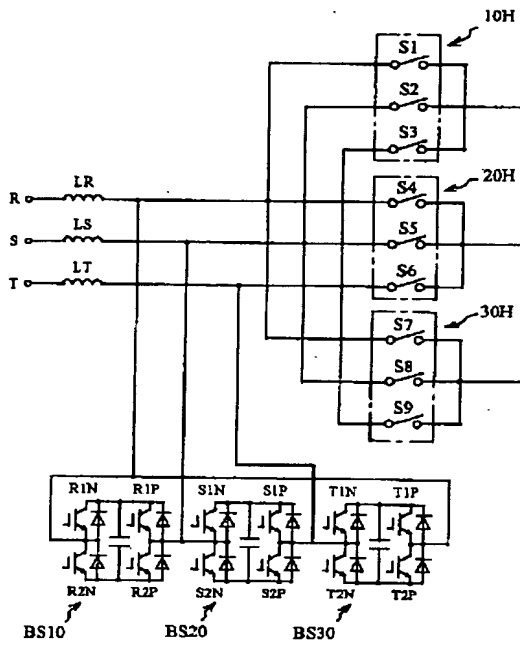


BS10, BS20, BS30: 双方向スイッチ  
C1, C2, C3: スナバコンデンサ

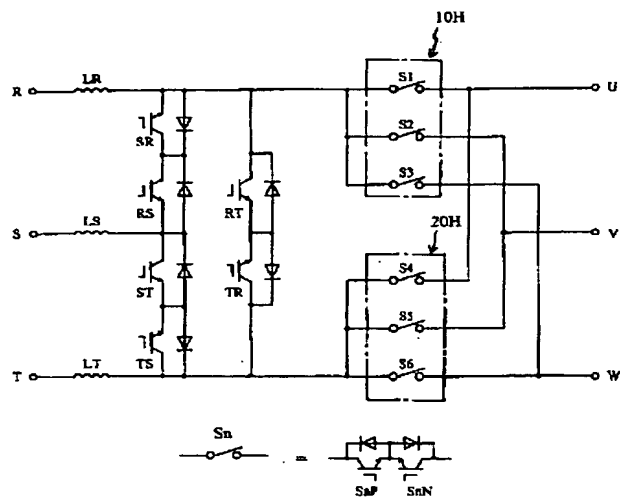
【図17】



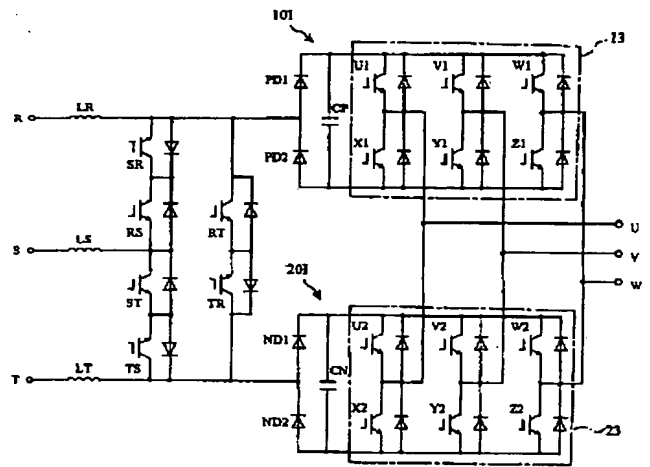
【図18】



【図19】

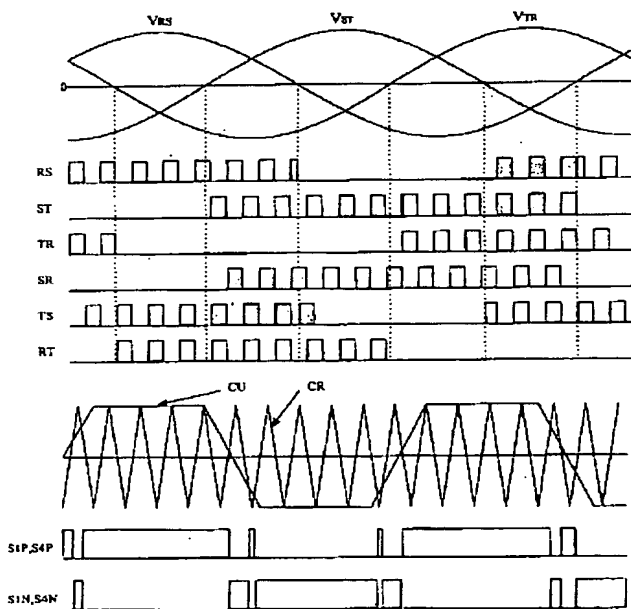


【図21】

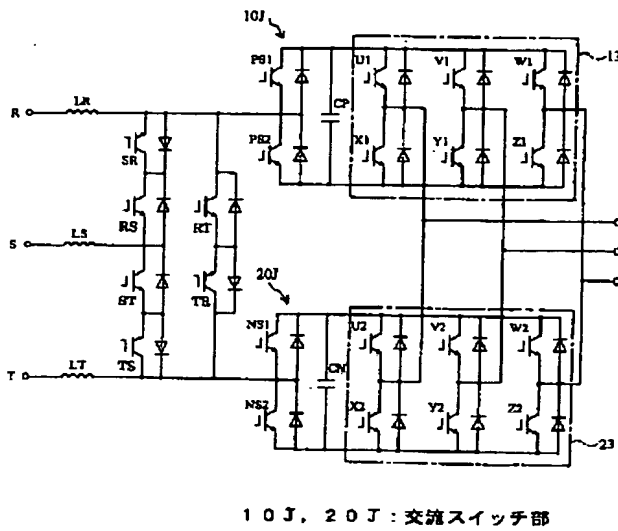


10I, 20I: 交流スイッチ部

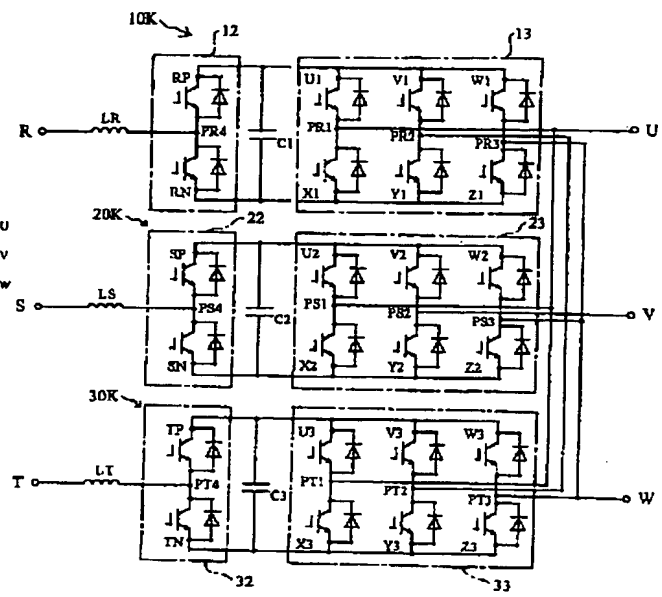
【図20】



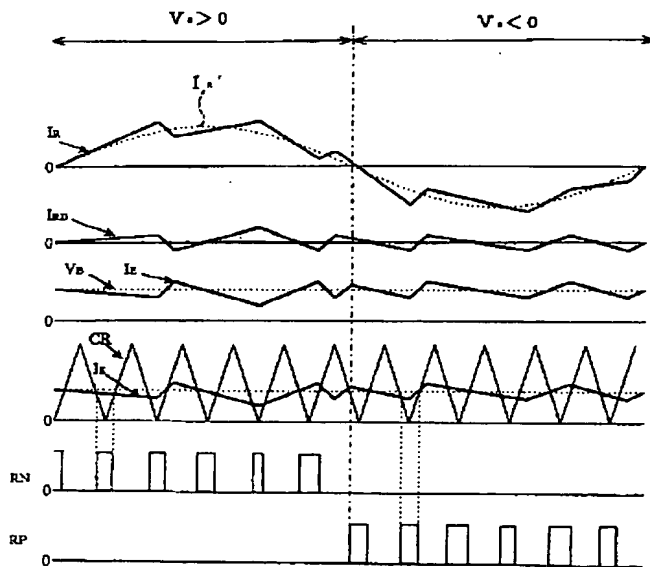
【図22】



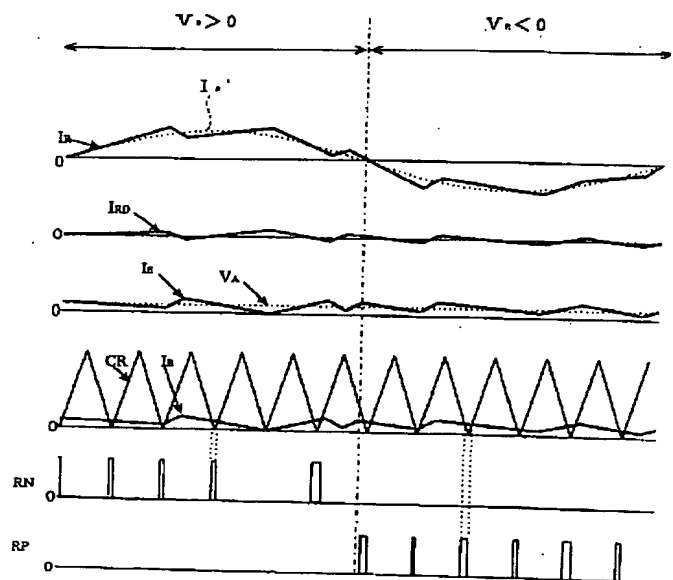
【図23】



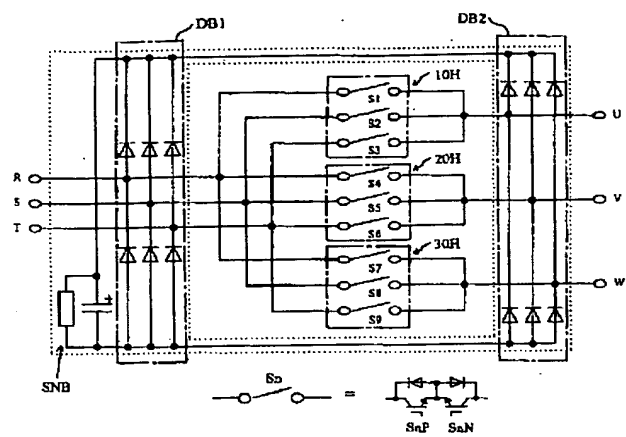
【図25】



【図26】



【図27】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**